

## Amplificatori di potenza

Gli amplificatori di potenza sono quegli amplificatori che trasferiscono al carico una potenza rilevante; orientativamente da alcuni decimi di Watt in su. Di solito essi sono costituiti da più stadi di amplificazione, allo scopo, tra l'altro, di ridurre la distorsione non lineare. Sotto è riportato lo schema di principio di un amplificatore audio

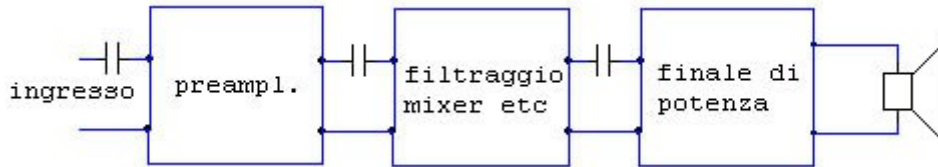


fig.1

Tutti gli amplificatori assorbono potenza dall'alimentazione continua ( $P_{al}$ ) e ne trasferiscono una parte al carico ( $P_L$ ); il resto viene dissipato dai dispositivi attivi e dalla rete di polarizzazione.

Quando le potenze in gioco sono rilevanti, è fondamentale che la maggior parte di potenza fornita dall'alimentazione finisca sul carico, sia per ridurre inutili perdite di potenza sia per evitare che i dispositivi attivi riscaldino troppo.

Il rendimento di conversione (o efficienza)  $\eta = \frac{P_{L \max}}{P_{al}}$  di un amplificatore di potenza è il rapporto percentuale tra la massima potenza che l'amplificatore può fornire al carico e la potenza assorbita dall'alimentazione. Esso dovrebbe avvicinarsi il più possibile al 100%.

La figura di merito  $F = \frac{P_{d \max}}{P_{L \max}}$  è il rapporto tra la massima potenza dissipata da ciascun dispositivo attivo e la massima potenza fornita al carico. Essa indica quanti Watt deve dissipare il dispositivo per ogni Watt di potenza che finisce sul carico e dovrebbe essere la più piccola possibile.

Gli amplificatori vengono suddivisi in **classi di funzionamento**, a secondo della posizione del punto di riposo dei dispositivi attivi.

Un amplificatore funziona in classe **A** quando i dispositivi attivi, che esso contiene, sono polarizzati pienamente in zona attiva; essi conducono per tutto il periodo del segnale di ingresso e, perciò, a riposo, dissipano una potenza rilevante. La situazione è illustrata in Fig. 2 che si riferisce alla caratteristica  $I_c$ - $V_{be}$  di un BJT.

Gli amplificatori in classe A garantiscono una buona linearità a scapito di un basso rendimento; a questa classe appartengono tutti gli amplificatori per piccoli segnali.

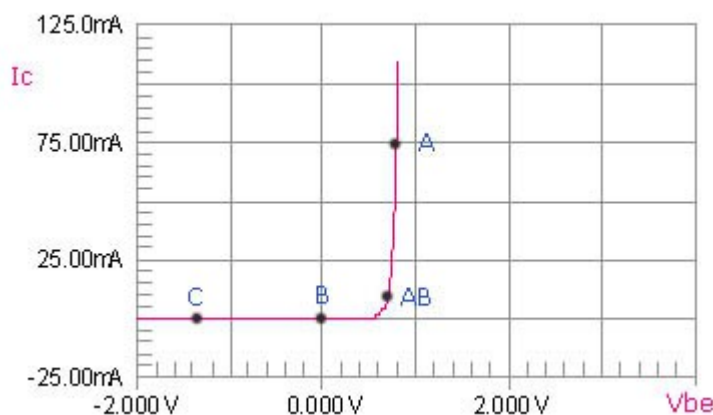


fig. 2

Un amplificatore funziona in classe **B** quando i dispositivi attivi sono polarizzati esattamente all'interdizione (Fig.2); essi conducono solo per mezzo periodo del segnale di ingresso e non dissipano potenza a riposo. Questi amplificatori garantiscono una discreta linearità e un buon rendimento e, per ricostruire il segnale, utilizzano una coppia di dispositivi che operano in

controfase.

Negli amplificatori in classe **AB** ( fig.2 ) i dispositivi attivi conducono per poco più di mezzo periodo perchè, a riposo, sono polarizzati proprio all'inizio della zona attiva, in modo da dissipare pochissima potenza a riposo; il loro rendimento è prossimo a quello della classe B  
 Gli amplificatori in classe **C** utilizzano dispositivi che, a riposo, sono fortemente interdetti ( fig.2 ); essi conducono per una piccola frazione del periodo e, perciò, dissipano una piccolissima potenza a riposo e garantiscono un rendimento prossimo al 100%. La ricostruzione del segnale avviene utilizzando circuiti risonanti accordati sulla fondamentale.

## Amplificatori in classe A

Esistono sostanzialmente due tipologie di amplificatori in classe A; in una il carico è attraversato dalla corrente di riposo; nell'altra, il carico è accoppiato all'amplificatore in modo induttivo o capacitivo e non è percorso dalla corrente continua.

### Amplificatore con carico attraversato dalla corrente continua

Un semplicissimo amplificatore in classe A è quello di Fig. 3 ; in questa classe il punto di riposo

(fig.4) viene posizionato al centro della retta di carico : cioè  $V_{ceq} = \frac{V_{cc}}{2}$   $I_{cq} = \frac{V_{cc}}{2R_L}$  .

Questa scelta viene fatta per massimizzare l'escursione del punto di funzionamento attorno a quello di riposo; ciò allo scopo di ottenere la massima potenza possibile sul carico.

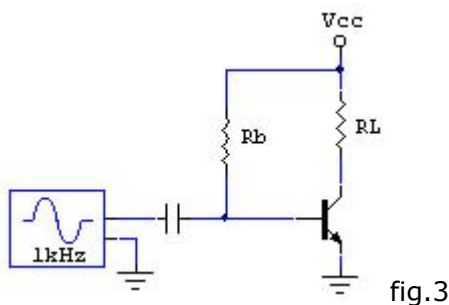


fig.3

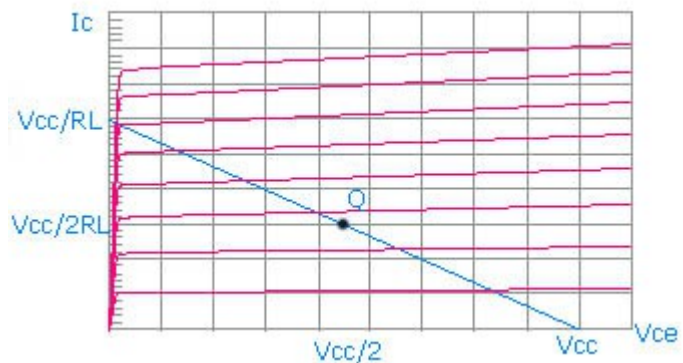


fig.4

La potenza fornita dall'alimentatore a riposo, trascurando la corrente di base, è

$$P_d \cong V_{cc} \cdot I_{cq} = \frac{V_{cc}^2}{2R_L}$$

Questa potenza viene suddivisa al 50% tra il carico RL e il BJT, visto che la caduta di tensione

su di essi è identica ; precisamente  $V_{ceq} = \frac{V_{cc}}{2} = I_{cq} \cdot R_L$

In presenza di segnale, la corrente che scorre in RL oscilla sinusoidalmente attorno al valore di riposo (fig.5); la potenza sul carico allora aumenta del termine:

$$P_L = \frac{1}{2} I_{cp}^2 \cdot R_L$$

dove  $I_{cp}$  è il picco dell'escursione sinusoidale di  $i_c(t)$  attorno al valore di riposo.

La potenza dissipata dal BJT diminuisce allora della stessa quantità; in classe A , quindi, i dispositivi attivi dissipano la loro massima potenza a riposo.

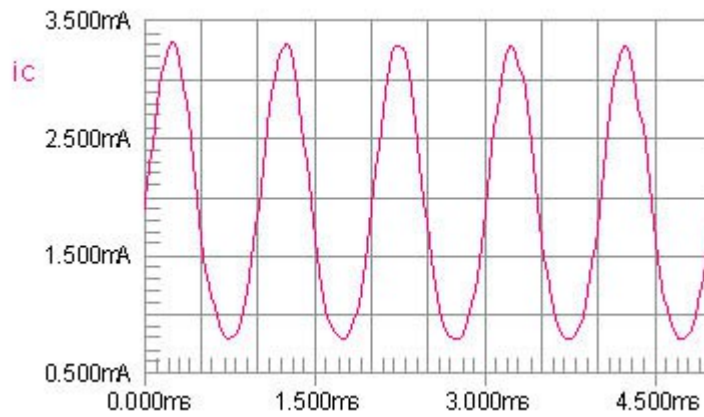


fig. 5

La massima potenza sinusoidale su  $R_L$  si ha quando  $I_{cp} = I_{cq}$ :

$$P_{L \max} = \frac{I_{cq}^2 \cdot R_L}{2} = \frac{I_{cq} \cdot V_{ceq}}{2} = \frac{P_{dq}}{2} = \frac{I_{cq} \cdot V_{cc}}{4} = \frac{P_{al}}{4}$$

Il **rendimento teorico massimo** è allora del **25%** e la **figura di merito** è **2**; in pratica per ogni W di potenza che finisce sul carico, il dispositivo deve dissipare 2W. Nella realtà le cose vanno anche peggio e si comprende, perciò, il motivo per cui la classe A viene riservata agli amplificatori di potenza modestissima.

### Amplificatore con carico non attraversato dalla corrente continua

Per migliorare il rendimento di un amplificatore in classe A, si deve evitare che il carico sia percorso dalla corrente di riposo, come in fig. 6 dove il carico è accoppiato all'amplificatore in modo induttivo.

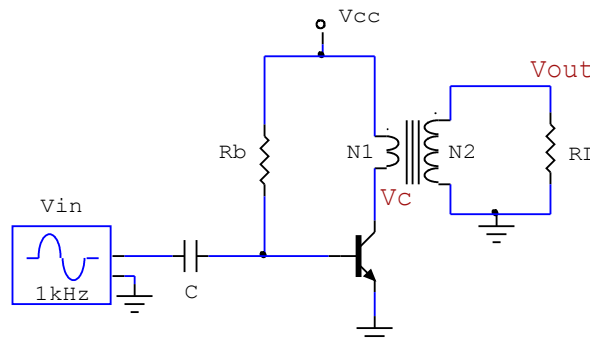


fig. 6

In queste condizioni, visto che in continua il primario (e anche il secondario) del trasformatore è, idealmente, un cortocircuito, abbiamo  $V_{ceq} = V_{cc}$ ; perciò la potenza  $P_{dq}$  dissipata a riposo dal BJT è uguale alla potenza fornita dall'alimentatore  $P_{al} = V_{cc} \cdot I_{cq}$ , se trascuriamo quella piccolissima assorbita da  $R_b$ .

Il carico non dissipa potenza a riposo perché, trovandosi al secondario, non è attraversato dalla corrente continua.

In definitiva, evitando che il carico sia attraversato dalla corrente continua, tutta la potenza fornita dall'alimentatore a riposo si trasferisce sul dispositivo; metà di questa, in presenza di segnale, si trasferisce sul carico; di conseguenza il rendimento ideale arriva al 50%

La retta di carico statica, valida nel circuito in continua, è rappresentata dall'equazione

$$V_{ce} = V_{ceq} = V_{cc}$$

e, nel piano  $I_c - V_{ce}$ , dalla verticale passante per  $V_{ceq}$  (fig.8).

In presenza di segnale, il carico  $R_L$  viene visto al primario del trasformatore come una resistenza  $R_c$ , di valore:

$$R_c = n^2 \cdot R_L$$

in cui  $n = \frac{N_1}{N_2}$  è il rapporto spire del trasformatore; il circuito dinamico dell'amplificatore è quello riportato in fig. 7.

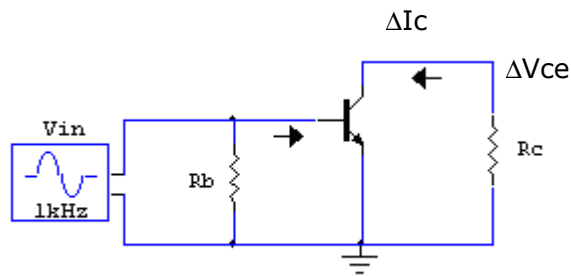


fig.7

La retta di carico dinamica ha equazione:

$$\Delta I_c = - \frac{\Delta V_{ce}}{R_c}$$

e quindi, tenendo presente che  $\Delta I_c = i_c - I_{cq}$  e che  $\Delta V_{ce} = v_{ce} - V_{ceq}$ , dove  $i_c$  e  $v_{ce}$  sono i valori istantanei, otteniamo:

$$i_c - I_{cq} = - \frac{v_{ce} - V_{ceq}}{R_c}$$

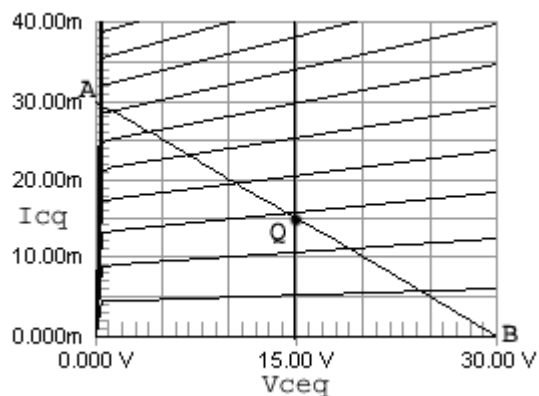


fig.8

In fig. 8, la retta di carico dinamica è quella che passa per i punti A e B e, ovviamente, per il punto di riposo ed ha pendenza  $-\frac{1}{R_c}$ .

Se vogliamo massimizzare la potenza sul carico, l'escursione del punto di funzionamento sulla retta di carico deve essere la massima possibile. Per ottenere questo scopo, il punto di riposo Q deve stare al centro della retta di carico dinamica; ciò comporta che le coordinate dei punti A e B devono essere rispettivamente:

$$A \equiv (2I_{cq}, 0) \quad B \equiv (0, 2V_{ceq} = 2V_{cc})$$

Imponendo che la retta di carico dinamica passi per il punto A, otteniamo:

$$2I_{cq} - I_{cq} = - \frac{0 - V_{ceq}}{R_c}$$

da cui si ricava

$$R_c = \frac{V_{ceq}}{I_{cq}}$$

Imponendo che la retta passi per il punto B, saremmo arrivati alla stessa conclusione.

Mediante questo risultato, noi possiamo ricavare:

- il valore di  $I_{cq}$ , se conosciamo il valore di  $R_L$  e il rapporto spire del trasformatore
- oppure il rapporto spire del trasformatore, se il valore di  $R_L$  e il punto di riposo sono imposti.

L'escursione massima della corrente di collettore, attorno al valore di riposo, è  $I_{cq}$ ; la massima escursione di  $v_{ce}$ , sempre attorno al valore di riposo, è  $V_{ceq}$ . In queste condizioni la potenza massima fornita a  $R_c$  è:

$$P_{c \max} = \frac{I_{cq}^2 \cdot R_c}{2} = \frac{I_{cq} \cdot I_{cq} \cdot R_c}{2} = \frac{I_{cq} \cdot V_{ceq}}{2} = \frac{P_{dq}}{2} = \frac{P_{al}}{2}$$

La massima potenza fornita a RL è la stessa di quella assorbita da Rc, perché, almeno idealmente, la potenza a secondario è uguale a quella al primario.

Il **rendimento** è, quindi, del **50%** perché  $P_{L \max}$  è la metà della potenza fornita dall'alimentatore, che è mediamente la stessa sia a riposo che in presenza di segnale.

La **figura di merito** è sempre **2** perché  $P_{L \max}$  è la metà della massima potenza dissipata dal BJT, che è quella a riposo Pdq.

## Amplificatori in classe B

Esistono diverse tipologie di amplificatori in classe B; noi studieremo il **pushpull a simmetria complementare** (fig. 9); esso è costituito da due emitter follower (fig. 9) che operano in controfase perché impiegano una coppia di BJT complementari: il BJT NPN conduce durante la semionda positiva di vin, il PNP conduce durante la semionda negativa (fig.10). A riposo  $v_{in}=0$ , le due basi non sono polarizzate, Q1 e Q2 sono interdetti e perciò:

$$I_{cq1} = I_{cq2} = 0 \quad V_{ceq1} = V_{ceq2} = V_{cc}$$

La potenza fornita dall'alimentazione e quella dissipata dai dispositivi sono nulle.

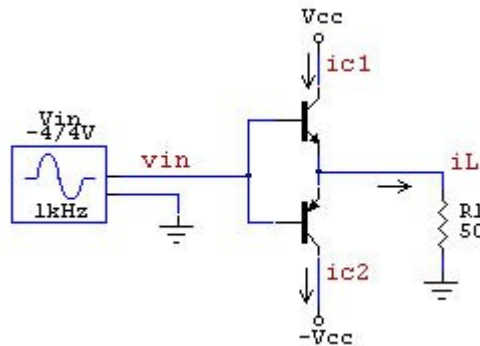


fig. 9

Ma vediamo come funziona il nostro amplificatore:

Durante la semionda positiva di Vin entra in conduzione Q1, mentre Q2 si interdice ancora di più; in RL arriva la corrente ic1, fornita da Q1, il cui picco è:

$$I_{cp} = \frac{V_{inp} - 0.7V}{R} = 66mA$$

Durante la semionda negativa, Q1 si interdice mentre Q2 entra in conduzione; la corrente nel carico, fornita da Q2, si inverte ed ha picco 66mA come prima. Il picco massimo di tensione sul carico è Vcc, idealmente; tale situazione si verifica quando vin è capace di far saturare alternativamente Q1 e Q2

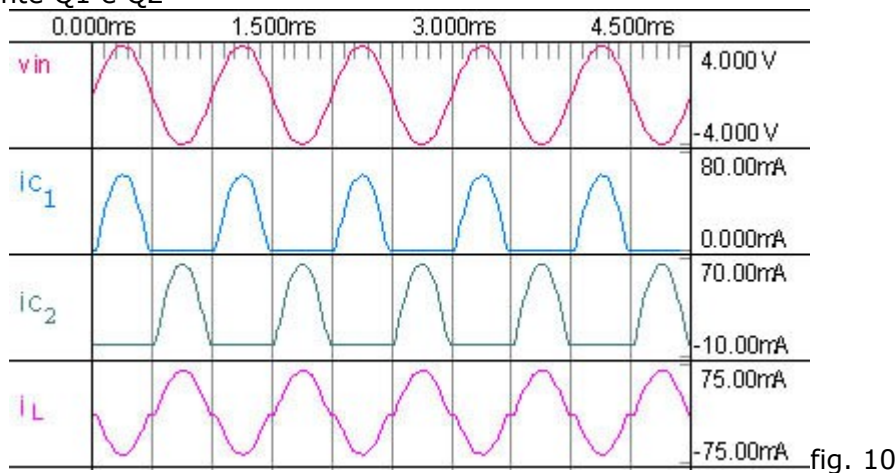


fig. 10

La massima potenza sul carico ha valore  $P_{L \max} = \frac{V_{outp \max}^2}{2R_L} = \frac{V_{cc}^2}{2R_L}$ . Ciascuno dei due alimentatori conduce solo per mezzo periodo e, mediamente in un periodo, fornisce la

potenza  $P_{CC} = \frac{V_{CC} \cdot I_{cp}}{\pi}$  che diventa  $P_{CC \max} = \frac{V_{CC}^2}{\pi \cdot R_L}$  in condizioni di massima potenza sul carico. La potenza fornita dall'alimentazione duale è doppia rispetto a quella calcolata, cioè  $P_{al \max} = 2P_{CC \max} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi \cdot R_L}$ .

Il **rendimento di conversione** è allora  $\eta = \frac{P_{L \max}}{P_{al \max}} = \frac{\pi}{4} = 78.5\%$  decisamente più elevato rispetto alla classe A.

La potenza dissipata dai dispositivi sarà allora più piccola; si può verificare che la massima potenza dissipata mediamente da ciascun BJT in un periodo è  $P_{d \max} = \frac{0.1 \cdot V_{CC}^2}{R_L}$ . La **figura**

**di merito**  $F = \frac{P_{d \max}}{P_{L \max}}$  vale, idealmente, **0.2**; quindi per ogni Watt di potenza utile, ciascun dispositivo deve dissipare solo 0.2W!

### Funzionamento in classe AB

Nel pushpull in classe B, il diagramma della corrente  $i_L$  evidenzia una distorsione (fig. 10) quando esso attraversa l'asse dei tempi (distorsione di crossover); questa distorsione è dovuta al fatto che per valori di  $v_{in}$  inferiori, in valore assoluto, a 0.5V nessuno dei due BJT conduce e perciò  $i_L$  è nulla.

Per evitare questa distorsione, i due BJT vengono polarizzati in classe AB, in modo da entrare subito in conduzione ( Fig. 11).

A riposo  $v_{in}=0$  e  $v_{out}=0$ ; i due diodi sono percorsi dalla corrente:

$$I_{dq} = \frac{V_{CC} - V_{ak}}{R} = 1.13mA$$

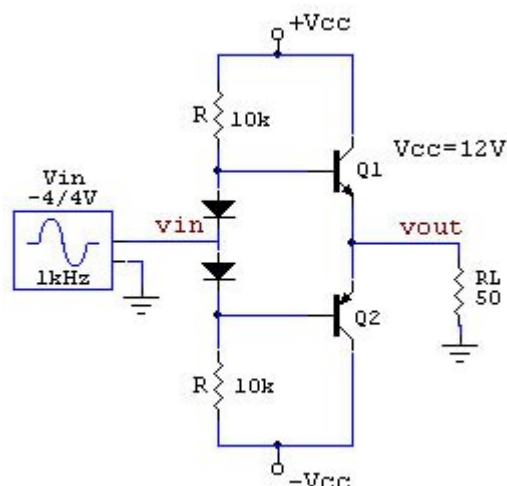


fig. 11

Come abbiamo già detto, a riposo sia il terminale di ingresso che quello di uscita si trovano a potenziale zero e perciò la giunzione base emettitore di Q1 è in parallelo a D1; quella di Q2 è in parallelo a D2. Se le quattro giunzioni hanno caratteristiche identiche, allora sono uguali le correnti che le attraversano e perciò le due correnti di collettore valgono

$$I_{cq1} = I_{cq2} = I_{dq} = 1.13mA$$

### Transistor di potenza.

I dispositivi attivi utilizzati negli amplificatori di potenza sono i BJT oppure i MOS di potenza; essi utilizzano tecnologie costruttive diverse da quelle impiegate per i transistor di piccola potenza (di segnale) perchè devono sopportare correnti e tensioni decisamente più elevate;

inoltre impiegano contenitori adeguati per smaltire più facilmente il calore prodotto dall'elevata potenza dissipata.

### BJT di potenza

I parametri importanti da prendere in considerazione per una corretta gestione del BJT di potenza sono:

- la tensione  $V_{ce0(max)}$ , che è la massima tensione che si può applicare tra collettore ed emettitore a base aperta
- la tensione  $V_{cbo(max)}$ , che è la massima tensione che si può applicare tra collettore e base ad emettitore aperto
- la massima corrente di collettore  $I_{cmax}$
- la massima potenza dissipabile  $P_{dmax}$ , il cui valore viene fornito a 25°C; essa si riduce all'aumentare della temperatura ambiente

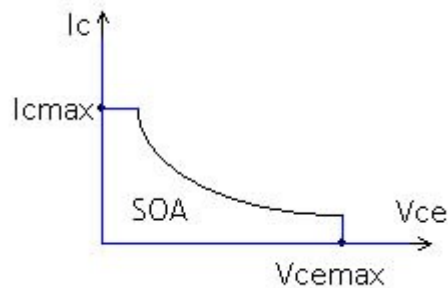


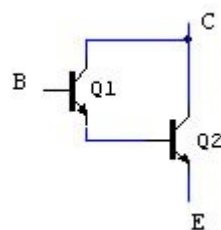
fig. 12

Il luogo dei punti di funzionamento, nel piano  $I_c$ - $V_{ce}$ , per cui la potenza dissipata è quella massima, è l'iperbole di equazione  $I_c \cdot V_{ce} = P_{dmax}$  (fig.12).

L'area del piano  $I_c$ - $V_{ce}$  effettivamente utilizzabile è quella racchiusa dall'iperbole ed è limitata, in corrente, dalla  $I_{cmax}$  e, in tensione, dalla  $V_{ce0max}$ ; questa area viene chiamata **SOA** (safe operating area).

I finali di potenza a BJT spesso utilizzano coppie Darlington ( Fig. 13), costituite da due BJT posti in cascata. I transistor Darlington hanno il parametro  $h_{fe}$  elevato; ciò perchè  $h_{fe} = h_{fe1} \cdot h_{fe2}$  dove  $h_{fe1}$  e  $h_{fe2}$  sono i parametri  $h_{fe}$  dei singoli BJT.

I transistor Darlington, quindi richiedono piccole correnti di pilotaggio; la coppia è corredata di resistenze di protezione e di un diodo che salvaguarda il dispositivo dall'erronea inversione della polarizzazione.



fig, 13

### MOSFET di potenza

I MOSFET di potenza possono gestire correnti elevate sino al centinaio di Ampere ed hanno tensioni di rottura che possono arrivare al kV; in questi dispositivi, il canale ha una struttura diversa rispetto ai MOS di piccola potenza; i MOS di potenza più usati sono:

i V-Mos

i D-MOS



## Amplificatori in classe C

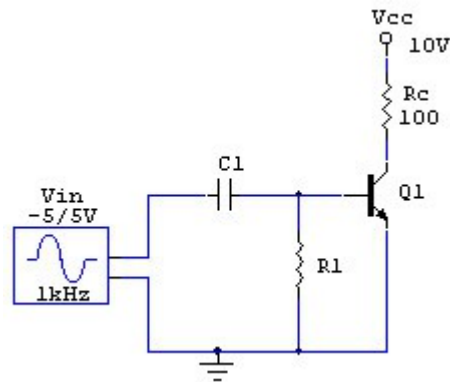


fig. 14

Per far funzionare un amplificatore a BJT in classe C si utilizza la polarizzazione a **clamper** (Fig.14). Il clamper in questione è quello individuato da C1 e dal diodo base-emettitore. In assenza di R1, il condensatore C1 si carica ad una tensione continua data dal picco di Vin diminuita della tensione di soglia del diodo; perciò, a regime, sulla giunzione B-E ritroviamo la tensione Vin, traslata verso il basso e con il picco positivo agganciato grosso modo a +0.5V. Poichè vbe, a regime, non supera mai il valore di soglia, il BJT è sempre interdetto e la corrente ic è nulla, almeno idealmente.

In presenza di R1, il condensatore C1 si scarica più o meno leggermente, a secondo del valore di R1 ; il picco positivo di vbe viene agganciato, allora, ad un valore maggiore di 0.5V, visto che la tensione su C1 è minore e il BJT è costretto a rientrare, periodicamente, in conduzione per ricaricare C1; ciò avviene in prossimità del picco positivo di vin. Più R1 diminuisce, più C1 si scarica e più aumentano il tempo di conduzione del BJT , il picco della corrente di base e quello di vbe . Ad ogni modo, per un corretto funzionamento del clamper, C1 si deve scaricare molto poco e, quindi, la costante di tempo C1R1 deve essere molto più grande del periodo.

Le forme d'onda di fig. 12 sono tracciate per un valore di R1 pari a 100kOhm. Come si può vedere dalla fig. 15, vbe ha la stessa forma d'onda di vin ed ha il picco positivo agganciato a +0.8V; essa è superiore a +0.5V solo per una breve frazione di periodo e la corrente ic è costituita da impulsi molto stretti, di altezza 100mA. Il BJT è già saturo perchè la corrente di collettore è la massima consentita dalla rete ( Vcc/Rc)

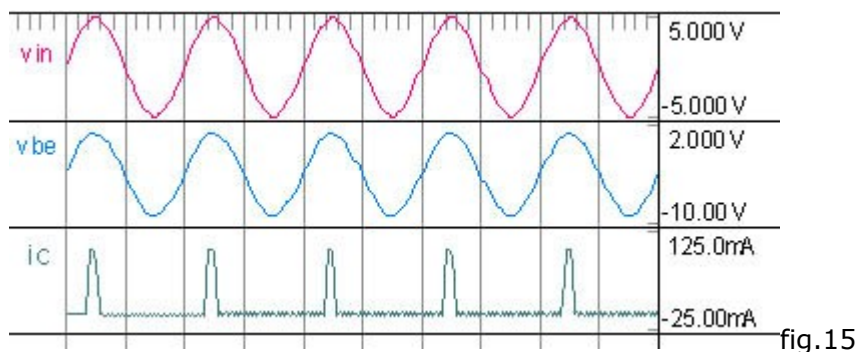


fig.15

La tensione e la corrente nel carico Rc sono fortemente distorte, visto che il BJT conduce per pochissimo tempo. Esse hanno , però, lo stesso periodo del segnale di ingresso; per ricostruire la forma d'onda sinusoidale si può usare un circuito risonante accordato sulla fondamentale



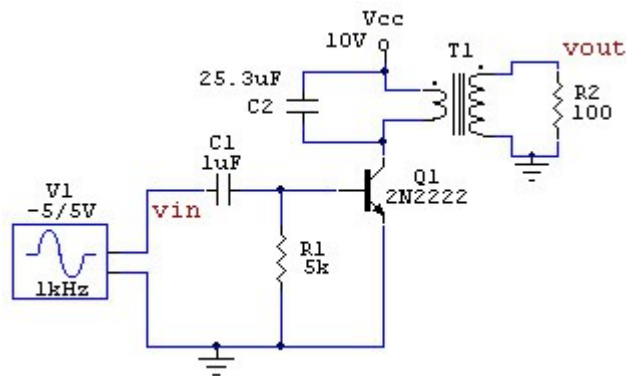
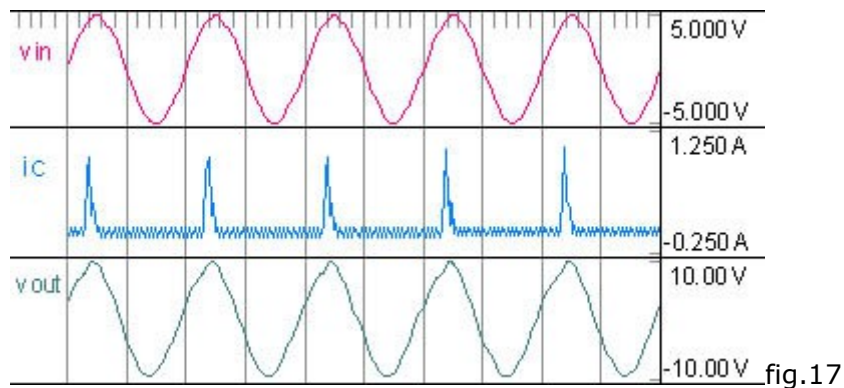


fig.16

Nel circuito di Fig.16 il carico del BJT è costituito da un circuito risonante parallelo accordato sulla frequenza di  $v_{in}$  (1kHz ) dato che l'induttanza del primario è 1mH (come quella del secondario).

La corrente  $i_c$  è sempre costituita da impulsi stretti di corrente; la corrente nel primario e nel secondario e la tensione  $v_{out}$  sono però sinusoidali, a frequenza 1kHz, per il filtraggio operato dalla rete LC.

Le forme d'onda, simulate col programma CircuitMaker, sono riportate in Fig. 17; la simulazione evidenzia anche che la potenza media sul carico R2 è 445.4mW mentre quella fornita mediamente da  $V_{cc}$  è 472.8 mW. Il **rendimento** è del **94.2%** !



## **Sintesi** **AMPLIFICATORI DI POTENZA**



**Amplificatore stereo 250+250 W (costo 249 dollari)**

